

УДК 621.372

**АНАЛІЗ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОГО ФІЛЬТРА З ТОНКИХ КРУГЛИХ ПАРАЛЕЛЬНИХ ПРОВОДІВ****Сидорук Ю. К., доцент; Туровський А. О., аспірант***Національний технічний університет України**«Київський політехнічний інститут», Київ, Україна***ANALYSIS OF THE POLARIZED FILTER OF THIN ROUND-SHAPED PARALLEL WIRES****Sydooruk Yu. K., Associate Professor; Turovskiy A.O., Postgraduate***National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"***Вступ**

Металеві сітки (решітки) з паралельно розташованими круглими або стрічкоподібними проводами широко застосовуються в радіотехніці як пасивні рефлектори антен, що замінюють суцільний металевий екран. Це дає можливість значно зекономити витрати металу, зменшити вагу і вітрове навантаження на антену. Крім того, така сітка може використовуватися як поляризаційний фільтр відбиваючи електромагнітні хвилі, вектор магнітного поля яких орієнтований перпендикулярно до осей проводів, та пропускаючи хвилі, у яких електричний вектор перпендикулярний до проводів.

Продовження теоретичних та експериментальних досліджень властивостей осепаралельної металевої сітки, сформованої тонкими металевими проводами круглого поперечного перетину, викликане необхідністю розрахунку радіотехнічних і конструктивних параметрів для проектування поляризаційного фільтра, як складової системи опромінення електромагнітним полем (ЕМП) діелектричних матеріалів з метою підвищення щільності та рівномірності об'ємного розподілу поглинутої енергії і взаємної розв'язки декількох ВЧ або НВЧ генераторів, що працюють на спільне навантаження. В зв'язку з цим виникла потреба пошуку оптимального методу розрахунку таких систем, в тому числі при наявності в опромінюючому електромагнітному полі значної кросполяризаційної складової.

Найбільш активний розвиток теоретичного підґрунтя для дослідження нескінченних плоских періодичних решіток із тонких круглих проводів був здійснений у 50-х роках минулого століття, після чого нові публікації, присвячені дослідженню даного питання, були практично відсутні. Одним із перших дослідив і опублікував аналітичний підхід для дослідження проходження та відбивання плоских електромагнітних хвиль від такої решітки G. MacFarlane [1], який використав для розв'язку задачі квазістатичний підхід. G. MacFarlane представив нескінченну сітку у вигляді довгої лінії,

шунтованої реактивністю та запропонував формули для визначення величини реактивності. J. Wait [2] розв'язав задачу на основі розрахунку поля, створеного наведеними струмами у кожному проводі. Він отримав формули для визначення коефіцієнта відбивання та проходження поля, довільно орієнтованого відносно осей проводів і площини решітки; отримані вирази поширюються на випадок, коли крок решітки значно менший довжини хвилі і значно більший від радіусу проводів.

В силу відсутності на той час відповідних обчислювальних потужностей чисельне моделювання таких структур не проводилось, а єдиним способом перевірки аналітичних методів розрахунку був експеримент. М. Decker у [3] представив ряд експериментальних досліджень показників проходження ЕМП крізь макет, сформований еквідистантно розташованими паралельними круглими проводами; отримані результати добре узгоджуються з [2]. Відстань між провідниками у макеті становила 15 мм, робоча частота – 9,374 ГГц. Враховуючи, що співвідношення між постійною решітки і довжиною хвилі становило 0,47, відповідно, виконані досліди не дають підтвердження достовірності запропонованих виразів для густих сіток, оскільки охоплюють випадки загасання хвилі від -0,7дБ при нормальному падінні до -3,5 дБ при куту падіння  $60^\circ$  (вектор електричного поля паралельний осям проводів). В той же час більш густі сітки, які забезпечують вище значення послаблення падаючої хвилі, експериментально не досліджувались.

### **Постановка задачі**

В даній роботі необхідно перевірити точність розрахунків коефіцієнтів відбиття і проходження плоскої електромагнітної хвилі через плоску осепаралельну нескінченну за розмірами сітку, сформовану тонкими провідниками круглого поперечного перетину, що проводиться за спрощеною аналітичною моделлю, відповідно до [3, 4, 5], чисельними методами та експериментально, при нормальному падінні хвилі до площини сітки, поляризації паралельній відносно проводів сітки та при умові, що  $r_0 \ll d < \lambda$ , де  $\lambda$  – довжина електромагнітної хвилі, що падає на сітку;  $r_0$  – радіус проводів сітки;  $d$  – відстань між осями сусідніх проводів.

### **Теоретичні моделі та їх аналіз**

**Спрощена модель для аналітичних розрахунків.** В роботах [4, 5] приведено аналітичний метод визначення коефіцієнтів відбиття та проходження електромагнітних хвиль через плоску металеву сітку, сформовану тонкими круглими паралельними нескінченними по довжині провідниками. Розрахункові формули отримані при наступних припущеннях: електромагнітна хвиля, що падає на сітку має плоский фазовий фронт; напруженість електричного поля  $\vec{E}$  хвилі, що створилася на сітці, визначається як сума напруженостей первинної хвилі та хвилі, що перевипромінюється струмами, наведеними в проводах сітки первинною хвилею; напруженість

перевипроміненої хвилі окремого провідника знаходиться шляхом інтегрування по довжині провідника елементарних напруженостей, що створюються елементарними струмами та сумуванням напруженостей, що створюються окремими провідниками в заданій точці простору; при умові  $r_0 \ll \lambda$  щільність поверхневого струму по периметру провідника однорідна.

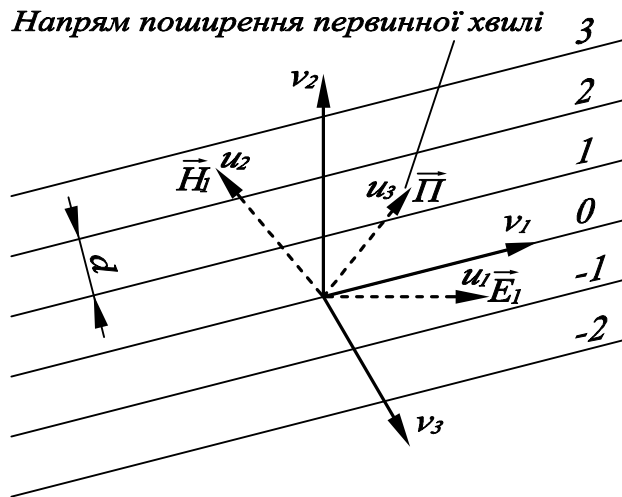


Рис.1. Системи координат та їх прив'язка до сітки і фронту хвилі

При довільному напрямку падіння і довільній поляризації падаючої електромагнітної хвилі відносно провідників сітки вводиться дві прямокутні системи координат  $(v_1, v_2, v_3)$  і  $(u_1, u_2, u_3)$  (рис. 1), одна з яких прив'язана до провідників сітки, друга – до фазового фронту падаючої хвилі. Системи координат орієнтовані наступним чином: вісь  $Ov_1$  співпадає з напрямком одного з проводів,  $Ov_3$  перпендикулярна

до площини сітки,  $Ou_1$  паралельна вектору електричного  $\vec{E}_1$ , вісь  $Ou_2$  – магнітного поля  $\vec{H}_1$ , а вісь  $Ou_3$  паралельна напрямку поширення падаючої електромагнітної хвилі. Початки обох систем координат співпадають. Кути  $\varphi_{nm}$  між осями  $Ov_n$  та  $Ou_m$  задані виразами:

$$\begin{cases} v_n = \sum_{m=1}^3 u_m \cos \varphi_{nm}, & n = 1, 2, 3 \\ u_n = \sum_{m=1}^3 v_m \cos \varphi_{mn}, & n = 1, 2, 3. \end{cases}$$

Для такого загального випадку модуль коефіцієнта проходження електромагнітної хвилі через сітку за потужністю визначається виразом [5, с. 552]:

$$\delta = \left| 1 - \frac{\lambda \sqrt{\cos^2 \varphi_{21} + \cos^2 \varphi_{11}} \cos \varphi_{11}}{\pi d \sin^2 \varphi_{13} \cos \varphi_{33} \left[ H_0^{(2)}(\beta r_0 \sin \varphi_{13}) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-i\beta k d \cos \varphi_{13}} H_0^{(2)}(\beta \sin \varphi_{13} |k| d) \right]} \right|^2 \quad (1)$$

де  $H_0^{(2)}$  — функція Ганкеля нульового порядку. Штрих біля знаку суми вказує на випадіння з суми елемента з нульовим номером.

При нормальному падінні плоскої хвилі на сітку  $\varphi_{nm}$  мають наступні значення:

$$\begin{cases} \varphi_{11}=\gamma, & \varphi_{12}=\frac{\pi}{2}+\gamma, & \varphi_{13}=\frac{\pi}{2}, \\ \varphi_{21}=\frac{3}{2}\pi+\gamma, & \varphi_{22}=\gamma, & \varphi_{23}=\frac{3}{2}\pi, \\ \varphi_{31}=\frac{3}{2}\pi, & \varphi_{32}=\frac{1}{2}\pi, & \varphi_{33}=0, \end{cases}$$

де  $\gamma$  — кут між вектором напруженості електричного поля і осями провідників.

При нормальному падінні і векторі  $\vec{E}$  паралельному осям провідників кут  $\gamma = 0$  і вираз (1) приймає вигляд:

$$\delta = \left| 1 - \frac{\lambda}{\pi d \left[ H_0^{(2)}(\beta r_0) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_0^{(2)}(\beta |k| d) \right]} \right|. \quad (2)$$

Для подальшого спрощення виразу і, відповідно, розрахунків, у випадку з густими сітками ( $d \ll \lambda$  і  $r_0 \ll d$ ) доцільно ввести заміну:

$$\begin{aligned} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_0^{(2)}(\beta |k| d) &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} H_0^{(2)}(\beta k d) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_0(\beta k d) - 2i \sum_{k=1}^{\infty} N_0(\beta k d) \\ \sum_{k=1}^{\infty} J_0(\beta k d) &= \frac{1}{\beta d} - \frac{1}{2} \\ \sum_{k=1}^{\infty} N_0(\beta k d) &\approx -\frac{1}{\pi} \ln \frac{\gamma \beta d}{4\pi}, \quad \gamma = 1,7211\dots \end{aligned}$$

Після чого вираз (2) приймає остаточний вигляд:

$$\delta = \frac{1}{1 + \left( \frac{\lambda}{2d} \frac{1}{\ln 2\pi \frac{r_0}{d}} \right)^2}, \quad (3)$$

за яким проводяться відповідні розрахунки.

**Чисельне комп'ютерне моделювання.** Для чисельного комп'ютерного моделювання використовувались два пакети програм: Ansoft HFSS 13 (HFSS) [7] та CST Microwave Studio 2012 (CST) [8]. В обох випадках чисельного розрахунку за допомогою комп'ютерних програм використовувалась однакова модель аналогічна тій, що використовувалась при аналітич-

них розрахунках, що забезпечує можливість порівняння отриманих результатів. Модель відповідає плоскій нескінченній у поперечних напрямках сітці; збудження відбувається плоскою однорідною електромагнітною хвилею, поляризованою паралельно провідникам, і яка поширюється перпендикулярно до сітки.

Практично ж представлення нескінченної структури здійснювалось завдяки використанню граничних умов Флоке на поперечних стінках структури, завдяки чому дослідження звелось до розгляду елементарної комірки, періодичним поширенням якої утворюється нескінченна решітка.

Частотний діапазон моделювання встановлювався таким чином, щоб він включав робочу частоту пристрою електромагнітного опромінення матеріалів, яка становить 2,45 ГГц, і забезпечував інформацію про характеристику пропускання в околі частот.

Для створення моделей, еквівалентних нескінченним структурам використовуємо вбудовані, в обох використаних програмах, засоби для моделювання елементів Флоке. Під елементом (каналом) Флоке розуміємо частину простору, обмежену вертикальними і горизонтальними стінками, яким присвоєно періодичні граничні умови. На рис.2 зображені моделі, за якими проводилось чисельне моделювання. Обидві моделі, створені у середовищах CST і HFSS, утворені паралелепіпедом, в центрі якого знаходиться циліндричний провідник 3, збудження структури здійснюється через вхідний і вихідний порти 1. При цьому, у налаштуваннях характеристик збуджуючого поля обирались дві хвильові моди, що відповідають хвилям з плоским фронтом, поляризованим паралельно і перпендикулярно проводу 3. Забезпечення періодичних граничних умов у CST виконується накладанням на поперечні стінки граничної умови *Unit cell* (рис.2, а). Аналогічні умови у HFSS забезпечуємо присвоєнням поперечним протилежним стінкам властивостей Master і Slave.

Геометричні розміри моделі підбиралися таким чином, щоб вони відповідали фізичним можливостям експерименту.

Для зручності використання розрахованих залежностей при конструюванні та порівнянні їх з експериментальними даними, на даному етапі доцільно провести розрахунки в абсолютних величинах таким чином, щоб

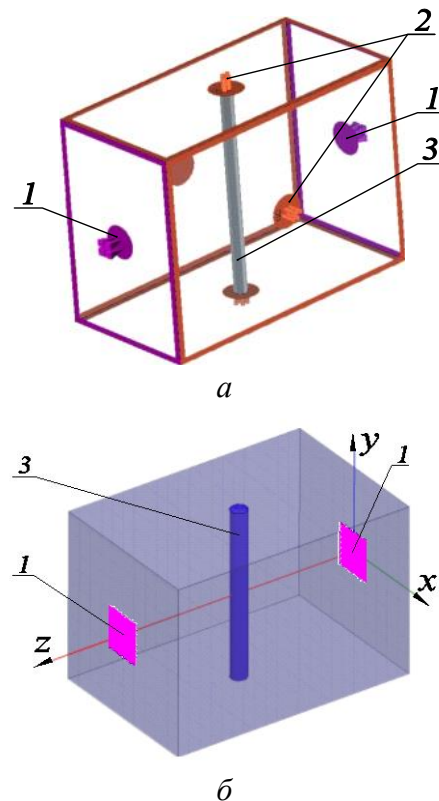


Рис.2. Чисельні моделі  
а — CST, б — HFSS

незалежною змінною була частота, яка змінюється в діапазоні від 1 до 6 ГГц. При цьому використовувалась модель зі змінними параметрами: радіус провідників 0,25 мм та 0,5 мм, відстань між осями провідників 10 мм і 15 мм. Результати моделювання, представлені у вигляді модуля коефіцієнта проходження, приведені на рис. 3. Суцільні лінії – це криві, одержані при використанні пакету програм CST MWS, пунктирні – HFSS, штрих-пунктирними лініями позначені криві розраховані за допомогою аналітичного виразу (3).

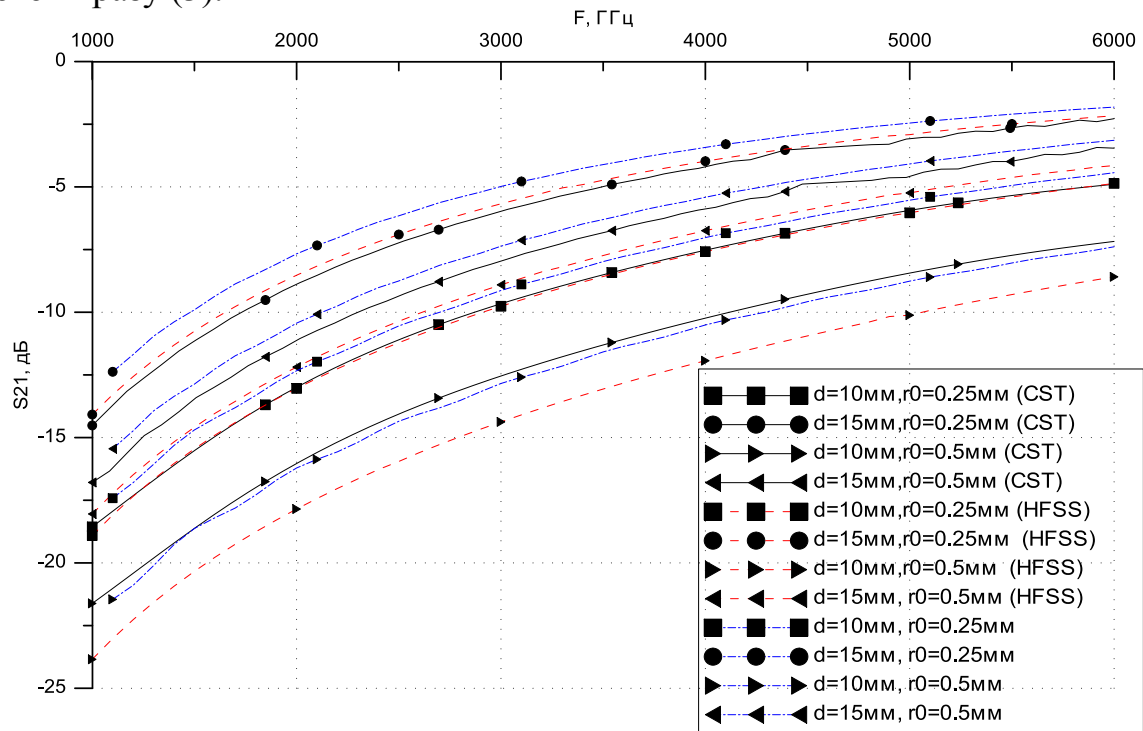


Рис. 3. Результати моделювання у програмах CST MWS — суцільні лінії, HFSS — штрихові лінії та розраховані за аналітичними виразами — штрих-пунктирні лінії при різних параметрах сітки

Порівнюючи результати розрахунків, отриманих за допомогою прикладних чисельних програм, можна відмітити, що їх розбіжність становить менше 2 дБ. З такою ж точністю двом згаданим залежностям відповідають і результати, розраховані за аналітичним виразом. В цілому ж, для даного конкретного випадку, обумовленому при постановці задачі, можна говорити про достатню відповідність запропонованого аналітичного методу чисельним та експериментальним результатам в рамках заданої моделі. Остаточний висновок можна буде зробити після порівняння розрахункових і експериментальних результатів.

**Постановка експерименту та експериментальні дослідження**

**Експериментальний стенд.** Для перевірки адекватності запропонованих моделей і методів розрахунків проведені експериментальні дослідження макета поляризаційного фільтра. З цією метою було виготовлено експериментальний стенд, схема якого зображена на рис. 4. До нього увійшли: випромінювальний та приймальний рупори типу П6-23М, 2 та 1 відповідно; генератор 3 (використовувались генератори Г4-78, Г4-79, Г4-80, Г4-81), який живить рупор 2; детекторна камера 5, підсилювач 6, вольтметр 4 типу ВЗ-56 та експериментальний макет 11, який є об'єктом експериментальних досліджень, розташований між рупорами 1 та 2. Для автоматизації, з метою підвищення швидкості вимірювання, уникнення суб'єктивної похибки і значного зменшення інтервалу вимірювання стенд

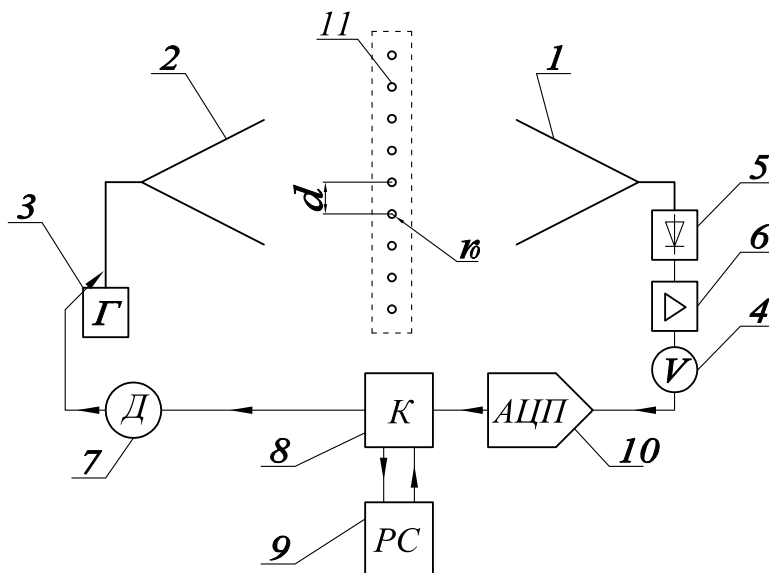


Рис. 4. Структурна схема вимірювального стенду

обладнано додатковими елементами. Для плавної зміни частоти генератора 3 до відповідної його ручки приєднано кроковий двигун 7, керування яким здійснює контролер 8; синхронно зі зміною частоти за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП) 10 фіксувалось значення знятої з детектора і підсиленої напруги на виході вольтметра 4. Керування роботою контролера здійснювалось комп'ютером 9, який встановлював швидкість зміни частоти, інтервал визначення напруги та приймав результати вимірювання, що містять значення частоти і величину даній частоті напруги.

**Експериментальний макет.** У зв'язку зі складністю виготовлення багатьох макетів або зміни його геометричних параметрів експериментальні дослідження здійснювались лише на одному наборі геометричних параметрів сітки, що відповідало одному з розрахованих випадків. Основу макетускладає дерев'яна рама розмірами  $1200 \times 1200$  мм, паралельно між двома сторонами якої сформована сітка із мідного дроту діаметром 0,5 мм ( $r_0 = 0,25$  мм) з фіксованим кроком  $d = 10$  мм. Всі дротини знаходяться в одній площині, а їх намотування на каркас здійснене меандром, таким чином, що сусідні проповідники гальванічно з'єднані. Розміри макету обиралися так, аби площа сітки, що опромінюється рупором, була менша ніж

загальна площа сітки, уникаючи таким чином проходження хвилі за межами сітки і зведення до мінімуму дифракційних ефектів на її краях.

**Вимірювання коефіцієнта проходження.** Перед виконанням вимірювань здійснювалось калібрування стенду при відсутності сітки 11. З цією метою використовувався набір каліброваних атенуаторів з номіналом затухання 3, 5, 6 та 10 дБ, які включались між генератором та рупором 2. При фіксованому рівні сигналу, комбінуючи набір атенуаторів отримувались необхідні проміжні значення згасання в межах 3 – 40 дБ, і з мінімальним кроком згасання, що вноситься в сигнал, визначалась амплітуда напруги на виході підсилювача 6. Отримана таблиця відповідності атенюації і напруги вносились в комп'ютер, шляхом апроксимації якої здійснювалось подальше визначення відносного рівня сигналу за вимірним значенням напруги. Таким чином, визначалась амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) тракту. Для визначення модуля коефіцієнта проходження електромагнітного поля попередньо здійснювалось калібрування тракту – визначалась АЧХ при відсутності досліджуваної сітки, після чого вимірювання повторювалось при встановленому макеті. Відношення між результатами у двох випадках відповідає коефіцієнту проходження електромагнітного поля крізь сітку.

Розкрив рупорів становив  $250 \times 350$  мм, для врахування впливу стоячих хвиль між розкритом рупора і площиною сітки відстань від площини розташування сітки до рупорів змінювалась при повторних вимірюваннях в межах 900 – 1000 мм. Виконано три повторні вимірювання, по результатах яких визначалось середнє значення та величина випадкової похибки вимірної величини.

Перші досліді показали, що у гребневих рупорах, які використовувались в експерименті, рівень кросполяризаційної складової виявився значним і перешкоджав вимірюванню коефіцієнта проходження крізь сітку хвилі з паралельним відносно проводів вектором напруженості електричного поля. Для вирішення цієї проблеми рупори були дообладнані поляризаційними фільтрами у вигляді ряду паралельних металевих пластин, розміщених у металевому хвилеводі і орієнтованих перпендикулярно до вектора поляризації основної хвилі; основа хвилеводу виконана відповідно розмірам розкриву рупора. Відстань між сусідніми паралельними пластинами – 15мм, довжина фільтра обиралась з міркувань зниження кросполяризаційної складової на виході фільтра понад 15 дБ і становить 150 мм. Такі заходи привели до зменшення рівня ортогональної поляризації рупорів у діапазоні 1 – 6 ГГц з -15 дБ (гірший випадок при відсутності поляризаційного фільтра) до -42 дБ при його наявності, і забезпечити адекватне вимірювання коефіцієнта проходження складової електромагнітного поля, з поляризацією паралельною до проводів решітки.



### Аналіз результатів

Виміряна в межах експерименту залежність коефіцієнта проходження електромагнітної хвилі через макет при нормальному падінні і поляризації паралельній відносно провідників сітки приведена на рис. 5 і відображена суцільною лінією. Дана крива одержана як середнє значення трьох вимірювань, при цьому випадкова похибка не перевищує 1 дБ. На цьому ж рисунку для порівняння приведені розрахункові залежності. Крива зображена

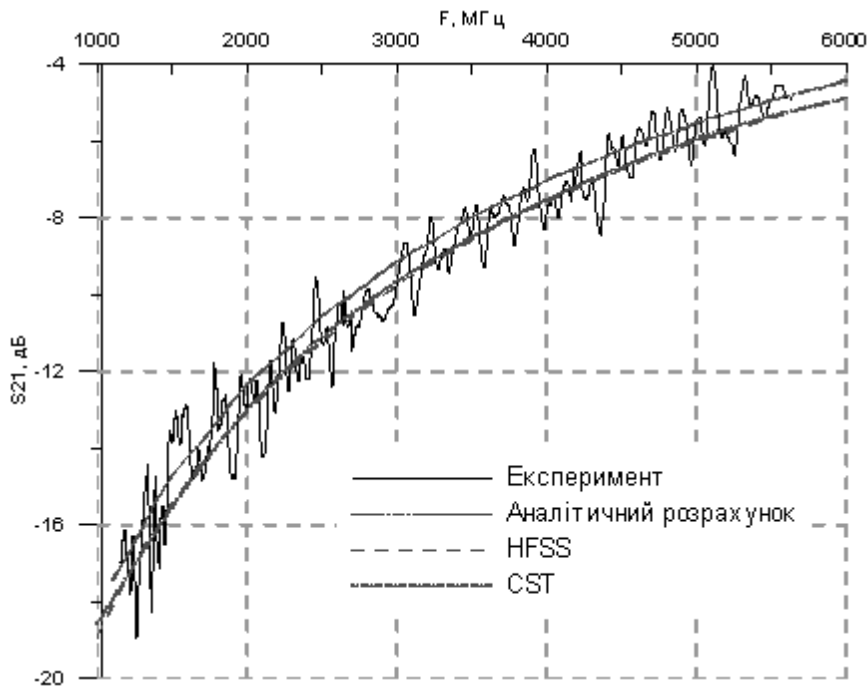


Рис. 5. Експериментальна та теоретичні залежності коефіцієнта проходження електромагнітної хвилі через осепаралельну сітку

штрих-пунктирною лінією розрахована за аналітичним виразом, штрихова лінія — за допомогою прикладної програми HFSS, крапками зображена залежність розрахована за допомогою CST. Всі розрахунки проводились для моделі з однаковими геометричними параметрами. Такі ж значення  $\gamma_0$  та  $d$  мав і експериментальний макет.

Відмінність експериментального макету від теоретичної моделі полягає в тому, що макет має скінченні розміри і довжина провідників обмежена, розмір фронту хвилі менший розміру сітки і форма фазового фронту дещо відрізняється від плоского.

Порівнюючи теоретичні, розраховані різними способами, і експериментальну криві можна відмітити їх досить близьке співпадіння. Певні флуктуації експериментальної кривої пояснюються наявністю резонансних процесів як в трактах вимірювального стенду, так і в самому макеті. В стенді резонанси можливі через недостатню узгодженість кабелю, що з'єднує генератор з рупором, у рупорі та в просторі між рупором і макетом, так як макет має досить значний коефіцієнт відбиття. Незважаючи на значні флуктуації, їх коливання відбуваються навколо кривої, що досить добре співпадає з розрахованими, і це підтверджує можливість використання приведеної вище теорії при проектуванні реальних конструктивних рішень. До

того ж в реальних конструкціях, в яких мають бути застосовані дані поляризаційні фільтри, і падаюча, і відбита від сітки хвиля, проходять через середовище, яке поглинає енергію і це значно зменшує флуктуаційні процеси. В процесі експерименту також вимірювався коефіцієнт проходження електромагнітної хвилі поляризованої нормально відносно провідників сітки при тих же геометричних параметрах сітки, що і в попередньому експерименті. При цьому було виявлено, що коефіцієнт проходження по щільності потужності через сітку в діапазоні 1 – 6 ГГц при вказаних вище геометричних параметрах експериментального макету був близький до одиниці і співставимий із похибкою вимірювання.

**Прикладне застосування отриманих результатів.** Як було вказано на початку, поляризаційний фільтр є елементом пристрою для опромінення сипучих матеріалів електромагнітним полем. Робоча частота пристрою обрана рівною 2450 МГц, яка відведена для промислового використання. Тому, зважаючи на виконану перевірку достовірності розрахункових формул при  $r_0 < 0,05\lambda$  та  $d < 0,2\lambda$ , приведемо залежності модуля коефіцієнта проходження електромагнітних хвиль при фіксованій частоті залежно від величини радіуса проводів  $r_0$  та кроку решітки  $d$ . Вказані залежності в вигляді графіків приведені на рис. 6 та рис. 7, відповідно.

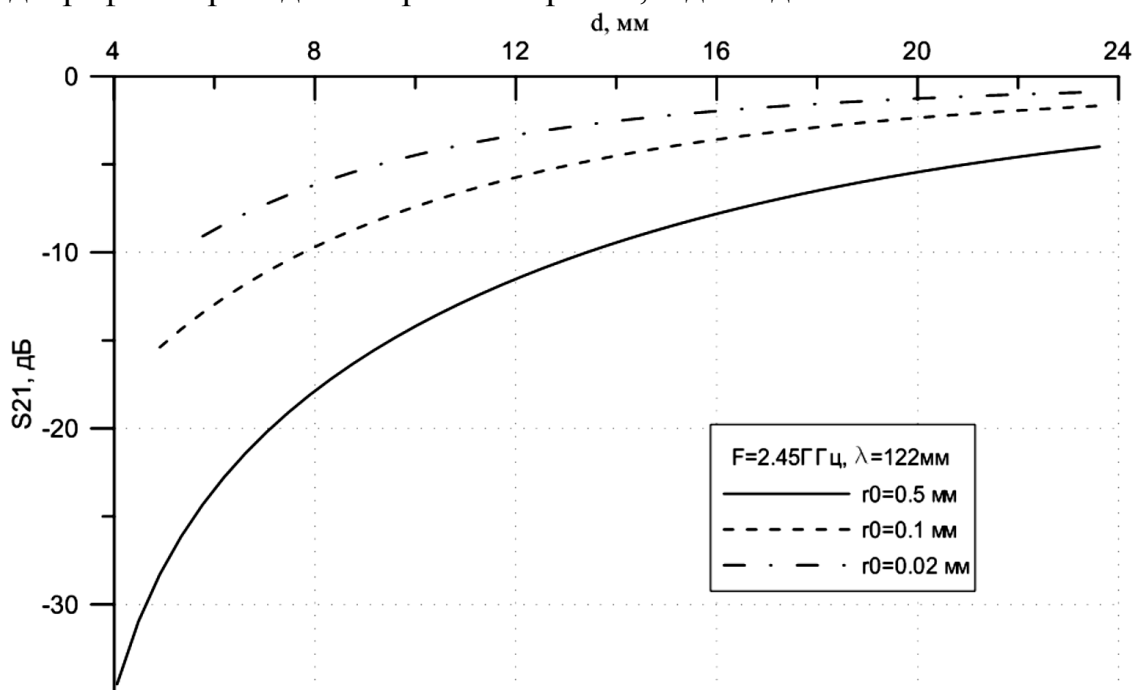


Рис. 6. Залежність коефіцієнта проходження електромагнітних хвиль через осепаралельну сітку залежно від кроку сітки

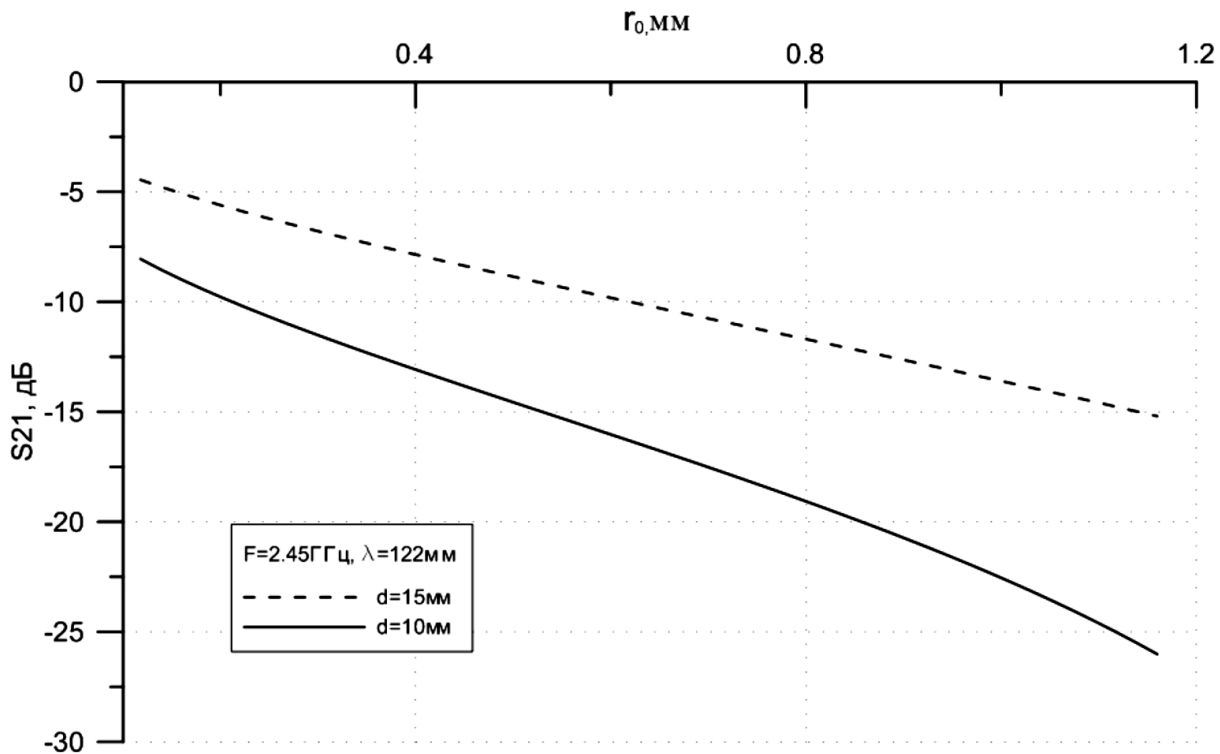


Рис. 7. Залежність коефіцієнта проходження електромагнітної хвилі від радіуса провідника

### Висновки

1. Результати виконаних чисельних розрахунків коефіцієнта проходження крізь досліджувану решітку у прикладних програмах HFSS і MWS, та за допомогою аналітичного виразу добре співпадають між собою, і для випадків, коли радіус провідників сітки не перевищує 0,05 довжини хвилі, а відстань між осями провідників менша 0,2 довжини хвилі, розбіжність між результатами не перевищує 2 дБ.

2. Залежність коефіцієнта проходження від частоти, одержана експериментальним шляхом, носить флуктуаційний характер, що пояснюється наявністю в трактах експериментального стенду і в експериментальному макеті резонансних процесів, але вказані флуктуації відбуваються навколо кривої, що добре співпадає з теоретичними кривими.

3. Як результат, для розрахунків коефіцієнта проходження та оптимізації конструктивних параметрів поляризаційного фільтра, геометричні параметри якого відповідають вказаним вище значенням, можна застосовувати спрощений аналітичний вираз.

### Перелік посилань

1. MacFarlane G. G. Surface impedance of an infinite parallel-wire grid at oblique angles of incidence / G. G. MacFarlane // JIEE — Part IIIA: Radiolocation. — 1946. — Vol. 93, No 10. — P. 1523—1527.
2. Wait J. Reflection at arbitrary incidence from a parallel wire grid / J. Wait // Appl. Sci. Res. — 1955. — Vol. 4B, No. 1. — P. 393—400.
3. Decker M. Transmission and reflection by a parallel wire grid / M. Decker // Journ. Res. of the Nat. Bureau of Stand. — 1959. — Vol. 63D. — No. 1. — P. 87—90.

4. Айзенберг Г. З. Антенны УКВ / Г. З. Айзенберг, В. Г. Ямпольский, О. Н. Терешин. М. : Связь, 1977. — 288 с.
5. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн / Г. З. Айзенберг. — М. : Гос. изд-во литературы по вопросам связи и радио, 1957. — 696 с.
6. Байтмен Г. Высшие трансцендентные функции / Г. Байтмен, А. Эйреди. — М. : Наука, 1966. — 296 с.
7. Банков С. Е. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft / С. Е. Банков, А. А. Курушин. — М. : ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009. — 256 с.
8. Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio / А. А. Курушин, А. Н. Пластиков. — М. : Издательство МЭИ, 2010. — 160 с.
9. Валитов Р. А. Радиоизмерения на сверхвысоких частотах / Р. А. Валитов, В. Н. Сретенский. — М. : Воениздат, 1951. — 392 с.
10. Винокуров В. И. Электрорадиоизмерения / В. И. Винокуров, С. И. Каплин, И. Г. Петелин. — М. : Высшая школа, 1986. — 351 с.

#### References

1. MacFarlane G.G. (1946) Surface impedance of an infinite parallel-wire grid at oblique angles of incidence. *JIEE – Part IIIA: Radiolocation*. Vol. 93, No. 10, pp. 1523-1527.
2. Wait J. (1955) Reflection at arbitrary incidence from a parallel wire grid. *Appl. sci. Res.* Vol. 4B, No. 1, pp. 393-400.
3. Decker M. (1959) Transmission and reflection by a parallel wire grid. *Journ. Res. of the Nat. Bureau of Stand.* Vol. 63D, No. 1, pp. 87-90.
4. Aizenberh H.Z. (Eds.), Yampol'sky V.H. and Tereshyn O.N. (1977) *Antenny UKV* [VHF antennas]. Moskow, Svyaz Publ., 288 p.
5. Aizenberh H.Z. (1957) *Antenny ultrakorotkih voln* [VHF antennas]. Moskow, Govtment Publ., 696 p.
6. Baytmen H. and Eyredy A. (1966) *Vysshye transtsedentnye funktsyi* [Higher transcendental functions]. Moskow, Nauka Publ., 296 p.
7. Bankov S.E. and Kurushyn A.A. (2009) *Raschet antenn i SVCh struktur s pomoshchy HFSS Ansoft* [Calculation of antennas and microwave structures using HFSS Ansoft]. – Moskow, Rodnyk Publ., 256 p.
8. Kurushyn A.A. and Plastykov A.N. (2010) *Proektyrovanie SVCh ustroystv v srede CST Microwave Studio* [Design of microwave devices in the CST Microwave Studio]. Moskow, MEI Publ., 160 p.
9. Valytov, R.A. and Sretensky V.N. (1951) *Radyoyzmerenyya na sverkhvysokih chastotakh* [Radio measurements at microwave frequencies]. Moskow, Voennyizdat Publ., 392p.
10. Vynokurov V.Y., Kaplyn S.Y. and Petelyn Y.H. (1986) *Elektroradioizmereniya* [Electrical and Radio Measurements]. Moskow, Vyshaya shkola Publ., 351 p.

Сидорук Ю. К., Туровський А. О. **Аналіз поляризаційного фільтра з тонких круглих паралельних проводів.** Проведені розрахунки коефіцієнта проходження плоскої електромагнітної хвилі через металеву сітку, сформовану тонкими круглими провідниками, розташованими паралельно на плоскій поверхні. Для порівняння результатів, розрахунки проведені з використанням аналітичних виразів та пакетів прикладних програм HFSS і MWS. Для порівняння теоретичних розрахунків з експериментом створено експериментальний стенд і проведені експериментальні дослідження. Теоретичні розрахунки підтверджені експериментально.

**Ключові слова:** поляризаційний фільтр, кросполяризація, поляризаційна розв'язка, сітка тонких проводів.

Сидорук Ю. К., Туровский А. А. **Анализ поляризационного фильтра из тонких круглых параллельных проводов.** Проведенные расчеты коэффициента прохождения плоской электромагнитной волны через металлическую сетку, сформированную тонкими круглыми проводниками, расположенными параллельно на плоской поверхности. Для сравнения результатов, расчеты проведены с использованием аналитических выражений и пакетов прикладных программ HFSS и MWS. Для сравнения теоретических расчетов с экспериментом создан экспериментальный стенд и проведены экспериментальные исследования. Теоретические расчеты подтверждены экспериментально.

**Ключевые слова:** поляризационный фильтр, кроссполяризация, поляризационная развязка, сетка тонких проводов.

Sydoruk Yu. K., Turovskiy A. O. **Analysis of the polarization filter of thin round-shaped parallel wires.**

**Abstract.** Transmission coefficient of plane electromagnetic wave through a metal grid formed by thin parallel round-shaped wires arranged on a flat surface is performed. The comparing of calculations with the use of the analytical expressions and application packages HFSS and MWS is performed. The experimental setup is created and experimental studies are conducted for comparison of theoretical calculations with experimental one. The theoretical calculations are confirmed experimentally.

**Conclusions.** The simplified analytical expression can be used for practical cases to calculate transmission coefficient of polarizing filter.

**Keywords:** polarizing filter, cross polarization, polarization denouement, the grid of thin wires.